






## Signal detection in a TDMA system

**Patent number:** CN1163024  
**Publication date:** 1997-10-22  
**Inventor:** HONKASALO ZHICHUN (FI); RANTA PEKKA (FI); HOTTINEN ARI (FI)  
**Applicant:** NOKIA TELECOMMUNICATIONS OY (FI)  
**Classification:**  
- international: H04B1/10; H04B7/26; H04L25/03  
- european:  
**Application number:** CN19950196073 19951005  
**Priority number(s):** FI19940004736 19941007

**Also published as:**

 WO9611533  
 WO9611533  
 EP0784887  
 EP0784887  
 US5995499

[more >>](#)

Abstract not available for CN1163024

Abstract of correspondent: **US5995499**

PCT No. PCT/FI95/00551 Sec. 371 Date Apr. 7, 1997 Sec. 102(e) Date Apr. 7, 1997 PCT Filed Oct. 5, 1995 PC Pub. No. WO96/11533 PCT Pub. Date Apr. 18, 1996A signal detection method in a TDMA mobile system with co-channel interference and receivers implementing the method. In the method, a primary signal (r1) and at least one interfering co-channel signal (r2-rN) are received on the same TDMA channel (F1, TS3). The co-channel signals propagate through multipath channels (hL,1 . . . hL,N) independent of one another, which provide them with a unique wave form coding. In addition, the co-channel signals have different but known training sequences. The multipath channel estimates of the primary signal (r1) and the at least one interfering co-channel signal (r2-rN) are determined through the received training sequences. After this, the primary signal is detected by utilizing the transmission channel estimates of both the primary signal and the at least one interfering co-channel signal.

[19]中华人民共和国专利局

[51]Int.Cl<sup>6</sup>

H04B 1/10

H04B 7/26 H04L 25/03



# [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 95196073.3

[43]公开日 1997 年 10 月 22 日

[11] 公开号 CN 1163024A

[22]申请日 95.10.5

[30]优先权

[32]94.10.7 [33]FI[31]944736

[86]国际申请 PCT/FI95/00551 95.10.5

[87]国际公布 WO96/11533 英 96.4.18

[85]进入国家阶段日期 97.5.7

[71]申请人 诺基亚电信公司

地址 芬兰埃斯波

共同申请人 诺基亚移动电话有限公司

[72]发明人 阿里·霍廷恩 佩卡·兰塔

支春·杭卡萨洛

哈里·乔金恩

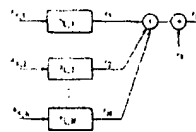
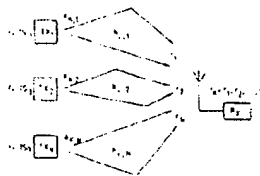
[74]专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商标  
事务所  
代理人 杨晓光

权利要求书 3 页 说明书 11 页 附图页数 3 页

[54]发明名称 时分多址系统中的信号检测

[57]摘要

本发明涉及到在具有同信道干扰的 TDMA 移动系统中一种改进的信号检测方法。在该方法中，在同一个 TDMA 信道 ( $F_1$ ,  $TS_1$ ) 中接收主信号 ( $r_1$ ) 和至少一个同信道干扰信号 ( $r_2-r_N$ )。同信道信号通过相互独立的多径信道 ( $h_{L,1}, \dots, h_{L,N}$ ) 传播，这些信道提供同信道信号的唯一波形编码。此外，同信道信号具有不同但是已知的训练序列。在本发明中，通过所接收训练序列确定主信号 ( $r_1$ ) 和所述至少一个同信道干扰信号 ( $r_2-r_N$ ) 的多径估计。此后，利用主信号和所述至少一个同信道干扰信号的传输信道估计检测该主信号。本发明也涉及到实现本发明方法的接收器。



(BJ)第 1456 号

## 权 利 要 求 书

---

1.一种在 TDMA 移动系统的接收器中的信号检测方法,在该方法中,在同一个 TDMA 信道中接收主信号和至少一个同信道干扰信号,所述信号具有不同但是已知的训练序列,并且所述信号具有不同的多径传播,因而在无线电波传播路径上具有不同的传输信道,其特征在于

通过所接收训练序列,确定主信号和所述至少一个同信道干扰信号的传输信道估计,

利用主信号和所述至少一个同信道干扰信号的传输信道估计检测主信号。

2.根据权利要求 1 中所述的方法,其特征在于传输信道估计的确定包括通过对互相关执行线性变换,从传输信道估计中消除训练序列间的互相关。

3.根据权利要求 2 中所述的方法,其特征在于线性变换包括训练序列的逆互相关矩阵。

4.根据权利要求 2 中所述的方法,其特征在于通过下述方程的矩阵运算获得传输信道估计,

$$\hat{h}_{ML} = (M^*{}^T M)^{-1} M^*{}^T y$$

其中  $y$  代表所接收的训练序列,

以及矩阵  $M = (M_1, M_2, \dots, M_N)$ , 其中  $M_n$  是  $P \times (L+1)$  矩阵,该矩阵由组织成矩阵形式的发送训练序列码元组成。

5.根据任意前述权利要求中所述的方法,其特征在于训练序列码序列是具有高自相关性的序列,例如  $m$ -序列的循环变换。

6.根据任意前述权利要求中所述的方法,其特征在于,信道估计的确定包括估计传输信道的脉冲响应。

7.根据权利要求 6 中所述的方法,其特征在于,主信号通过维特比算法

检测, 该算法考虑了主信号和所述至少一个同信道干扰信号的脉冲响应的估计, 以及其传输信道的脉冲响应的估计。

8. 根据任意前述权利要求中所述的方法, 其特征在于, 基本同步接收主信号和所述至少一个同信道干扰信号。

9. 一种同步 TDMA 移动系统中的接收器, 安排所述接收器在同一个 TDMA 信道中接收主信号和至少一个同信道干扰信号, 所述信号具有不同但是已知的训练序列, 并且所述信号具有不同的多径传播, 因而在无线电波传播路径上具有不同的传输信道, 其特征在于, 该接收器包括

一个信道估计器, 安排通过所接收训练序列确定主信号和所述至少一个同信道干扰信号的传输信道估计, 以及

一个检测部分, 利用主信号和所述至少一个同信道干扰信号的传输信道估计检测该主信号。

• 10. 根据权利要求 9 中所述的接收器, 其特征在于, 传输信道估计是传输信道的脉冲响应的估计。

11. 根据权利要求 10 中所述的接收器, 其特征在于, 检测部分使用维特比算法检测主信号, 该算法考虑了主信号和所述至少一个同信道干扰信号的脉冲响应的估计, 以及其传输信道的脉冲响应的估计。

12. 一种 TDMA 移动系统的接收器中的信号检测方法, 在该方法中, 在同一个 TDMA 信道中最好是异步接收主信号和至少一个同信道干扰信号, 所述信号具有不同但是已知的训练序列, 并且所述信号具有不同的多径传播, 因而在无线电波传播路径上具有不同的传输信道, 其特征在于,

确定所述至少一个同信道干扰信号的传输信道估计,

利用同信道干扰信号的传输信道估计, 从所接收信号中再生一个干扰信号,

从所接收信号中减去该再生的同信道干扰信号,

确定主信号的传输信道估计, 并利用这个传输信道估计检测该主信号。

13. 根据权利要求 11 中所述的方法, 其特征在于, 存在几个同信道干扰信号, 并且在检测出主信号之前, 对每一个同信道干扰信号并发或串行执行传输信道估计的确定, 信号再生, 以及从所接收信号中减去再生的同信

道信号。

# 说明书

---

## 时分多址系统中的信号检测

本发明涉及到一种在时分多址 (TDMA) 无线系统的接收器中的信号检测方法。在该方法中, 在同一个 TDMA 信道中接收主信号和至少一个同信道干扰信号, 所述信号具有不同但是已知的训练序列, 并且所述信号具有不同的多径传播, 因而在无线电波传播路径上具有不同的传输信道。

在蜂窝移动网络的未来发展中, 无线频谱的可用性将是关键的问题之一。在窄带移动系统中, 同信道干扰 (CCI) 是限制系统容量的主要因素之一。传统地, 在这方面是通过增加地区的频率重用, 而减小蜂窝的大小和传输功率来增加系统容量。当然, 这不是优选方式, 因为其基础设施会变得不可忍受的昂贵。解决容量问题的另一种可能是追随数字信号处理的迅速发展, 采用相当复杂的干扰消除算法。在接收器中同信道干扰的消除使网络中能够进行更有效的频率重用。

在目前的移动系统中, 接收器中的同信道信号近似于随机相加高斯噪声。然而在传统蜂窝系统中, 只有通过适当的频率重用程度, 确保同信道干扰信号足够微弱时, 这种近似才是足够的。但是, 在干扰受限蜂窝系统中并非如此。实际上, 同信道干扰本质上一一般是确定的, 这意味着至少可以部分消除它的影响。

干扰消除 (IC) 在码分多址系统 (CDMA) 中已经是一个普遍的问题。然而, 在窄带 TDMA 系统上应用干扰消除技术是一项基本上比在 CDMA 系统中更困难的任务, 因为在 CDMA 系统中发送波形上的信息在干扰消除接收器中是预先可用的。

无线发送器信号通常经受所谓的多径传播, 其中因为障碍物和反射, 信号通过多个不同路径传播, 到达接收器时, 多个信号分量在不同方向上延时。在数字系统中, 这种所谓的时间扩散引起了码元间干扰 (ISI), 在这种干扰中连续码元是部分重迭的, 这使接收器中的解调复杂化。在泛欧移动通信系统 GSM 中, 在待发送信号中包括了一个预知的训练序列, 通过

它在接收器中可以估计在无线电波传播路径上传输的信号所通过的多径信道，并且通过这个估计信道模型，可以纠正所接收的信号，以及在接收器的均衡器和解调器中的维特比（viterbi）算法中使用这个估计信道模型。GSM 系统以下述方式指定 8 个不同训练序列，即可以分配不同训练序列给蜂窝中使用相同频率的信道，这些信道相距足够得近，而相互干扰。这样，接收器可以区分正确信号和同时到达的干扰信号。因为在一般的蜂窝系统中，例如 GSM，如果可能，通过蜂窝网络频率规划而使同信道干扰保持尽可能的低，所以在接收器中仅将它视为随机高斯噪声。在没有其它同信道信号信息的情况下，执行实际信道估计，均衡和检测。在正确规划的蜂窝网络中，使用相同信道的蜂窝间的距离足够长，所以这不会引起问题。然而，如果在蜂窝网络中通过增加地区的频率重用，也就是说，通过将使用相同信道的蜂窝相距更近，或如同在 CDMA 系统中那样，通过在整个网络中开始使用相同的信道，来增加频带的利用率，这将会引起问题。这样，在接收器中叠加的信号有效地偏置了每一个信号的估计信道模型，相应地降低了，例如维特比解码器的性能。例如在 GSM 系统中，训练序列的互相关相对较低，这导致同信道用户的偏置信道估计。在 GSM 系统中，选择训练序列时强调自相关属性，因为在规划该系统时的原则不是优化带宽利用率，在频率重用时通过采用至少 7 个蜂窝的蜂窝间距来消除同信道训练序列的影响。这样，在目前的 CDMA 系统中，增加频率重用程度或允许同信道用户的程度不可能不导致系统性能，尤其是接收器性能的实际降低。

在 1993 年 ICC 会议录中，K.Giridhar 等所著的“Joint Estimation Algorithms for Cochannel Signal Demodulation”和 1993 年 ICASSI'93 会议录中，K.Giridhar 等所著的“Joint Demodulation of Cochannel Signals Using MLSE and MAPDS Algorithms”所公开的方法中，一种检测算法检测同信道信号，然而没有确定同信道信号的实际估计。因此，这只是对问题的部分解决方案。

因此，本发明的目的是在具有同信道干扰的 TDMA 移动系统中改进信号检测。

这通过 TDMA 移动系统的接收器中的一种信号检测方法实现，在该方法中，在同一个 TDMA 信道中接收主信号和至少一个同信道干扰信号，所

述信号具有不同但是已知的训练序列，并且所述信号具有不同的多径传播，因而在无线电波传播路径上具有不同的传输信道。该方法的特征在于，根据本发明，通过所接收训练序列确定主信号和所述至少一个同信道干扰信号的传输信道估计，以及利用主信号和所述至少一个同信道干扰信号的传输信道估计检测该主信号。

本发明也涉及同步 TDMA 移动系统中的一种接收器，安排所述接收器在同一个 TDMA 信道中接收主信号和至少一个同信道干扰信道，所述信号具有不同但是已知的训练序列，并且所述信号具有不同的多径传播，因而在无线电波传播路径上具有不同的传输信道。该接收器的特征在于，根据本发明，它包括一个信道估计器，安排通过所接收训练序列确定主信号和所述至少一个同信道干扰信号的传输信道估计，以及一个检测部分，利用主信号和所述至少一个同信道干扰信号的传输信道估计检测该主信号。

本发明也进一步涉及一种 TDMA 移动系统的接收器中的信号检测方法，在该方法中，在同一个 TDMA 信道中最好是异步接收主信号和至少一个同信道干扰信道，所述信号具有不同但是已知的训练序列，并且所述信号具有不同的多径传播，因而在无线电波传播路径上具有不同的传输信道。该方法的特征在于，根据本发明，确定所述至少一个同信道干扰信号的传输信道估计，利用同信道干扰信号的传输信道估计，从所接收信号中再生一个干扰信号，从所接收信号中减去该再生同信道干扰信号，确定主信号的传输信道估计，利用该传输信道估计检测该主信号。

本发明的出发点是以主信号能得到较好的信道估计的方式利用 TDMA 系统中所有用户的已知训练序列。因为信道估计是在其它同信道信号存在的情况下执行的，这些同信道信号因为互相关干扰而严重降低了信道估计的可靠性，所以这类多个同信道信号的联合估计是必须的。这种联合信道估计利用了发明者的涉及到多径传输的观察结果，即同信道信号通过独立的多径信道传播，多径信道为每一个信号提供唯一波形编码。这种波形编码产生了不重迭的信号状态，这样，它使得在接收器中可以进行联合检测和联合信道估计。在本发明的优选实施例中，通过对传统信道估计执行一种线性变换来消除训练序列之间的互相关。这可以以矩阵运算的形式方便地进行，因此线性变换可以是，例如活跃同信道用户的训练序列的互相关



矩阵。这要求同信道突发的基本同步接收。这种限制不是因为实际检测算法，而是因为必须使训练序列完全重迭以允许信道参数估计的事实。实际上，即使在假设同步网络的情况下，因为同信道信号突发之间的传播延时，小的定时误差也总是存在。如果适当地规划训练序列，本发明的信道估计算法也能够从至少几个比特的异步中恢复。在使用 GSM 系统中的训练序列时，根据估计信道分支的数量，允许大约 3 比特的定时误差。如果忽略同步接收的要求，根据本发明的第二实施例使用自适应算法。在接收器上，只有所需信号，主信号的训练序列可用，这样，必须通过“盲”估计算法识别同信道信号。为了该目的，建议使用联合信道估计和数据检测（例如，判决群集）。通过估计干扰的信道，在训练序列上再生该干扰信号（训练序列与信道估计的卷积），并从所接收信号中减去该再生信号，信号可以重复地“清除”干扰。这种方法可以递归地使用，也就是说，通过连续地估计和再生用户  $k$  信号，并将其从例如  $K$  个同信道用户的和信号中减去来进行。每一个重复阶段产生一个稍好的信道估计和数据检测。同信道信号的估计和再生也可以作为并发进程发生。

以下将通过优选实施例更详细地描述本发明。

图 1 说明了本发明的干扰受限 TDMA 系统，所述系统具有几个同信道用户；

图 2 是说明本发明接收器和通过多径传播发生的波形编码的框图；

图 3 示出了一个 TDMA 突发；

图 4a, b, c 和 d 是表示本发明的信道估计  $I_1$ ,  $I_2$ ，以及各自的传统信道估计  $C_1$ ,  $C_2$  的均方误差（MSE）分布的直方图；以及

图 5 是示出根据本发明第二实施例的接收器的框图。

当允许多个同信道用户或高同信道干扰时，本发明可以在所有 TDMA 移动系统中使用。在本申请中，使用泛欧移动通信系统 GSM 作为数字 TDMA 系统的一个例子，然而本发明并不局限于该系统。如果需要，在 GSM 规范和“*The GSM System for Mobile Communications*”，M.Mouly & M. Pautet，Palaiseau，法国，1992，ISBN：2-9507190-0-0-7 中有 GSM 系统的更详细的信息。

图 1A 说明了一种具有多个并发同信道用户的本发明的干扰受限

TDMA 系统。该系统包括  $N$  个发送器  $TX_1, TX_2, \dots, TX_N$ , 都在相同的时隙  $TS_3$  以相同频率  $F_1$  发送。每一个发送器在该时隙内发送一个已调短无线频率信号, 也就是一个突发, 该突发包括一个待发送的信号序列 (位组合)  $a_{k,1}, a_{k,2}, \dots, a_{k,N}$ 。在无线系统一般方式下, 该发送突发的传播通常是多径传播, 这意味着信号从发送器沿多个不同路径向接收器  $R_x$  传送, 同时经过不同障碍物, 例如建筑物反射, 因此到达接收器  $R_x$  的信号序列由多个以不同时延到达的信号分量组成。在移动系统中, 每一个同信道信号具有专用的, 不同的多径传播, 该多径传播可以由一个具有特定脉冲响应和为该信号提供唯一波形编码的多径信道来表示。在图 1A 中发送的信号序列  $a_{k,1}, \dots, a_{k,N}$  各自通过多径信道  $h_{L,1}, \dots, h_{L,N}$  传送, 因此在接收器  $R_x$  中接收到波形编码信号  $r_1, \dots, r_N$ , 所述信号累加成一个和信号  $r_k$ 。本发明在消除同信道干扰中利用不同多径信道所提供的波形编码。

图 1B 示出了图 1A 的离散时间模型。它由  $N$  个同信道信号组成, 每一个同信道信号具有一个独立的时变复信道脉冲响应  $h_{0,N}, h_{1,N}, \dots, h_{L,N}$ 。向量  $a_{1,n}, a_{2,n}$  代表在每一个  $N$  信道中发送的码元序列,  $r_1, r_2, \dots, r_k$  代表在每一个  $N$  信道中所接收的码元序列。向量  $V_k$  由独立的高斯白噪声组成。应当注意该模型假定所有信道的信道存储器长度  $L$  是有限和相等的, 从这种意义上讲该模型是简化的。然而, 因为实际的接收器算法通常只能处理有限的脉冲响应, 作为一个接收器, 这个模型足够精确地描述了该系统。

当每一个码元取样一次接收信号时, 接收信号可以写成下式

$$r_k = \sum_{N=1}^N \sum_{L=0}^L h_{L,N} a_{k,n} + v_k \quad (1)$$

现在, 问题是在热噪声存在的情况下, 检测接收信号  $r_k$  中的发送数据序列  $a_{k,n}$ 。如果 1) 同信道信号可以分离, 这要求  $N$  个信道响应  $h_{L,n}$  是独立的, 并且低相关, 2) 该信道的参数或估计是已知的, 并且 3) 噪声值足够低, 这是非常可能的。为了避免接收器中可能信号状态的重迭, 第一条条件是基本的, 它是所有信号检测尝试的基础。值得庆幸的是, 因为时变多径信道, 要求 1) 在移动环境中是固有满足的。理解这一点的另一种方式是多径信道提供了检测过程中可以有利地加以利用的存储器。因为例如

可以通过经由信道发送的不同训练序列执行信道参数的联合估计，条件 2 ) 也满足了。

图 2 示出了根据本发明优选实施例的接收器的简化框图。图 2 仅包含了描述本发明所必须的模块，但是对本领域中的技术人员来说，非常明显地，传统的 TDMA 接收器也包括许多其它功能和结构，其详细描述在本文中不是必需的。实际上，该接收器可以是，例如 GSM 系统中的通常的接收器，在该接收器中，使用本发明的联合信道估计和联合检测，而不是传统的信道估计和信号检测。在图 2 中，天线  $ANT_{RX}$  所接收的和信号  $r_k$  由带通滤波器 21 滤波，该带通滤波器隔离了在接收带宽之外的频率。带通滤波信号  $r_k$  提供给检测器 DET 22 和信道估计器 23。信道估计器 23 提供同信道信号的信道估计  $h_{ML}$ ，检测器 22，最好是一个维特比检测器，使用该信道估计检测主信号。以下将分别描述信道估计和信号检测。

#### 信道估计

以下将根据本发明，通过使用 GSM 类型系统的信号作为例子来描述多个同信道信号的联合信道估计方法，在该信号中训练序列位于突发的中间，如同在图 3 中所示的一般的 GSM 突发中那样。一个正常的突发包含两个 58 比特信息包，在位于中间的 26 比特训练序列的两边。三个“尾比特”（设置为 0）加在该突发的两边。因为训练序列位于突发的中间，有时也称作“中码”（midamble）。

因为信道估计是在其它同信道信号存在的情况下执行的，同信道信号因为互相关干扰引起信道估计可靠性的严重降低，所以本发明的联合信道估计方法是必须的。可以通过对训练序列之间的互相关进行线性变换，从传统信道估计中消除训练序列之间的互相关。这种线性变换可以通过矩阵操作方便地执行。

假定有  $N$  个同步同信道，也就是说，主用户和  $N-1$  个干扰，每一个都具有不同的“多径信道”。记这些  $N$  个多径无线信道如下

$$h_{L,n} = (h_{0,n}, h_{1,n}, \dots, h_{L,n})^T, \quad n=1, 2, \dots, N \quad (2)$$

这些多径无线信道的每一个的长度是具有复信道分支加权的

(L+1)。按下述方式将信道脉冲响应收集到向量  $h$

$$h = (h_{L,1}^T, h_{L,2}^T, \dots, h_{L,N}^T)^T \quad (3)$$

因此上述参数的数量是  $N \times (L+1)$ 。划分成序码和中码的第  $n$  个信道的训练序列记成

$$m_n = (m_{0,n}, m_{1,n}, \dots, m_{P+L-1,n})^T \quad n=1, 2, \dots, N, \quad (4)$$

具有  $L+P$  个元素  $m_{p,n}$ ，其中  $L$  是序码的长度，等于信道存储器的长度， $P$  是中码的长度。开始的  $L$  个比特是序码比特，其次的  $P$  个比特是中码比特。

这样，对应于中码比特的所接收信号是

$$y = Mh + v \quad (5)$$

其中  $v$  代表高斯噪声样本，矩阵  $M = (M_1, M_2, \dots, M_N)$ ，其中  $M_n$  是  $P \times (L+1)$  矩阵，该矩阵由组织成矩阵形式的发送训练序列码元组成

$$M_n = \begin{bmatrix} m_{L,n}, & \dots & m_{1,n} & m_{0,n} \\ m_{L+1,n}, & \dots & m_{2,n} & m_{1,n} \\ \vdots & & \vdots & \vdots \\ m_{P+L-1,n}, & \dots & m_{p,n} & m_{p-1,n} \end{bmatrix} \quad (6)$$

最大似然信道估计由方程

$$\hat{h}_{ML} = (M^* M)^{-1} M^* y \quad (7)$$

获得，假定噪声是白噪声，方程 (7) 可以简化为

$$\hat{h}_{ML} = (M^*{}^T M)^{-1} M^*{}^T y, = (h_1, h_2, \dots, h_N)^T \quad (8)$$

换句话说，这导致了主信号的多径信道和同信道干扰信号的多径信道的估计，信道估计器 23 将该估计给检测器 22 用于检测。应当注意，当  $N = 1$  时，该结果等于传统信道估计器。方程 (8) 包括括弧中的相关矩阵  $M^*{}^T M$ ，根据本发明，其逆矩阵产生传统信道估计的线性变换。

在上述的实施例中，因为 GSM 训练序列的高互相关，对多径信道使用最大似然估计。可选的，或者附加于这种方法，使用互相关更好的训练序列。通过使用具有良好周期自相关的序列和与相同信道上的其它信号循环变形的序列，可以得到特别有利的训练序列（例如 m-序列）。

在以下的例子中，与传统信道估计相比较来考查本发明的改进的信道估计。

#### 例子

假定用户 1 具有离散信道  $h_0(z)=1,0+0,5z^{-1}$ ，用户 2 具有离散信道  $h_1(z)=0,346(1,0+0,2z^{-1})$ 。还假定通过使用方程 (7) 和 (8)，以可以获得改进的信道估计 11 和 12 以及传统估计 C1 和 C2 的方式，使用 GSM 训练序列来估计信道。图 4a，b，c 和 d 是示出了表示改进的信道估计 11，12 以及传统估计 C1，C2（数字索引指示用户）的均方误差（MSC）的直方图。使用本发明在信道估计中得到的改进是明显的。

#### 联合检测

信道检测可以通过例如接收器近似最大似然（ML）或最大后验（MAP）判决实现。前者最好通过例如 MLSE（最大似然序列估计）算法，诸如维特比算法和其改进形式实现。这两者理论上的差别基于以下事实，即 MAP 检测使用准则

$$\max_{a_{k+1}, \dots, a_{N-1}} p(a_{k+1}, \dots, a_{N-1} | r_k)$$

而 ML 检测使用准则

$$\max_{a_{k,N}} p(r_k | a_{k,1}, \dots, a_{k,N})$$

当  $p(\cdot)$  已知时, 上面提过的 Giridhar 的文章提出了上述方程矢量解法的算法方法。

以下让我们更具体地考察 ML 检测器。众所周知, 在存在码元间干扰 (ISI) 和高斯白噪声的情况下, 优化检测算法是 MLSE, MLSE 可以由维特比算法递归实现。已经示出了 MLSE 可以直接扩展到具有同时 ISI 补偿的多个同信道信号的检测。这种算法称为 JOINT-MLSE (JMLSE)。通过使用标准格构搜索技术, 利用最大似然准则

$$\max_{\substack{a_{k,N} \\ n \in \{1,N\}}} [p(r_k | a_{k,1}, a_{k,2}, \dots, a_{k,N})] \quad (9)$$

可以从所有可能的序列中找出最可能的发送码元序列。

其中  $p(r_k | a_{k,1}, a_{k,2}, \dots, a_{k,N})$  是在改善发送序列  $a_{k,n}$  的信号  $r_k$  中那些随机变量的联合概率密度函数。最可能发送码元序列是最大化上述量的序列。如果加性噪声在信号  $r_k$  中是独立的, 联合概率密度函数可以写作那些改善发送码元  $a_{k,n}$  的样本  $r_k$  的密度函数的乘积。这样, 方程 (9) 可以简化成以下形式

$$\max_{\substack{a_{k,N} \\ n \in \{1,N\}}} \left[ \prod_{k=1}^K p(r_k | a_{k,1}, a_{k,2}, \dots, a_{k,N}) \right] \quad (10)$$

此外, 假定加性噪声是根据以下公式给出的条件概率密度函数的高斯分布,

$$p(r_k | a_{k,1}, a_{k,2}, \dots, A_{k,n}) = (2\pi\sigma)^{-1/2} e^{-\frac{1}{2\sigma^2} |r_k - \sum_{n=1}^N \sum_{l=0}^L h_{l,n} a_{k,l,n}|^2} \quad (11)$$

最好对方程 (10) 取对数, 方程 (9) 中的初始准则可以简单地写成

$$\min_{\substack{a_{k,N} \\ n \in [1,N]}} \left[ \sum_{K=1}^K \left| r_k - \sum_{n=1}^N \sum_{l=0}^L h_{l,n} a_{l,n} - \epsilon_{k,n} \right|^2 \right] \quad (12)$$

这个方程简单地返回了在具有  $2^{N(L+1)}$  个可能的信号状态的  $(L+1)$  维空间中欧几里德距离的最小和。

因为使用维特比算法要求概率函数的递归形式, JMLSE 路径量度的最终形式是

$$J_K(a_{k,n}) = J_{K-1}(a_{k-1,n}) + \left| r_k - \sum_{n=1}^N \sum_{l=0}^L h_{l,n} a_{l,n} - \epsilon_{k,n} \right|^2 \quad (13)$$

其中项  $J_{k-1}(a_{k-1,n})$ ,  $n=1, 2, \dots, N$  代表该格构的前一个响应中的残存路径量度。实际上, 除了  $n$  仅具有值 1, 传统维特比检测器的路径量度类似于方程 (12) 中所示。换句话说, 不同点在于在每一个码元周期中, JMLSE 联合加权码元  $(a_{k,1}, a_{k,2}, \dots, a_{k,N})$ , 而不是单独加权码元  $a_{k,1}$ 。

作为最终结果, JMLSE 算法根据方程 (13) 从所有可能的码元序列中选出主信号的最可能发送码元序列  $a_{k,1}$ , 该码元序列作为检测器 22 的输出提供。

JMLSE 格构中的状态数量是  $2NL$ 。因为实际接收器的计算限制, 结果  $NL$  不允许变得非常高。这显然限制了可以联合检测的, 或者可选地, 可以容忍的多径扩展的同信道信号的数量。然而, 可以通过已知的方法, 例如在 “Reduced State Sequence Estimation with Set Partitioning and Decision Feedback”, M.V. Eyuboglu, S.V. Queshi, IEEE Trans. Information Theory, Vol. COM-36, No.1, p.13 - 20, 1988 年 1 月, 和 “Sequential Coding Algorithms: A survey and cost analysis”, Anderson, Mohan, IEEE Trans., Vol. COM-32, p.1689 - 6696, 1984 年中所公开的方法降低格构的复杂度。但是, 在 TDMA 移动系统中, 通常可以感觉到仅注意了主要干扰, 而将其它干扰视为噪声。

如上所述, 根据方程 (7) 和 (8) 的信道估计, 连同联合检测要求基本同步接收。然而, 如果忽略同步接收的要求, 在信道估计中可以使用自适应方法。在接收的中只有所需信号的训练序列是可用的, 因而必须通过盲估计方法, 例如在 “Blind Deconvolution”, S. Haykin, Prentice Hall Information and System Sciences Series, New Jersey, 1994 年中所描述的方法识别同信道。合并信道估计和数据检测的方法 (例如判决群集) 可以用于该目的。

图 5 示出了适用于异步接收的接收器的框图。该接收器包括用于主信道的一个检测器  $DET_1$  和一个信道估计器  $EST_1$ , 以及用于每一个干扰信号  $R_2...R_N$  的检测器  $DET_2...DET_N$  和信道估计器  $EST_2...EST_N$ 。接收的信号  $r_k$  提供给同信道干扰信号的每一个检测器  $DET_2...DET_N$  和信道估计器  $EST_2...EST_N$ 。每一个信道估计器提供相应干扰信号的多径信道估计  $h_2...h_N$ , 该估计提供给相应检测器  $DET_2$  和卷积装置 51 的第二输入。检测器  $DET_2...DET_N$  通过使用所提供的信道估计  $h_2...h_N$  来检测所接收信号中的干扰信号的序列 (训练序列)  $a_2...a_N$ 。通过执行序列  $a_2...a_N$  的卷积和相应地执行信道估计  $h_2...h_N$  的卷积, 卷积装置 51 再生干扰信号。在减法装置 52 中, 从所接收的  $r_k$  信号中减去以这种方式再生的干扰信号, 因此所获得的不同信号已 “清除” 了同信道干扰。此后, 主信号的信道估计器  $EST_1$  从减法装置 52 的输出中计算主信号的多径信道估计  $h_1$ , 检测器  $DET_1$  检测主信号的发送序列  $a_1$ 。

在图 5 的例子中, 将干扰信号视为并发处理。可选地, 该处理可以是串行类型, 这样一次从所接收信号中消去一个干扰信号。这种串行处理也允许以下事实, 即在实际解决中, 例如使用信号处理器, 单个信道估计器和检测器重复执行, 一次一个, 干扰信号的信道估计, 检测, 再生和从所接收信号中减去, 因此所接收信号可以在每一个重复阶段连续清除同信道干扰。当已经清除了所有的同信道干扰 (例如  $N-1$  个重复阶段), 在清除后的接收信号中检测出主信号。

这里涉及的相关的附图和描述仅用于说明本发明。在细节上, 本发明的方法和接收器可以在后附权利要求书的范围和精神内变化。



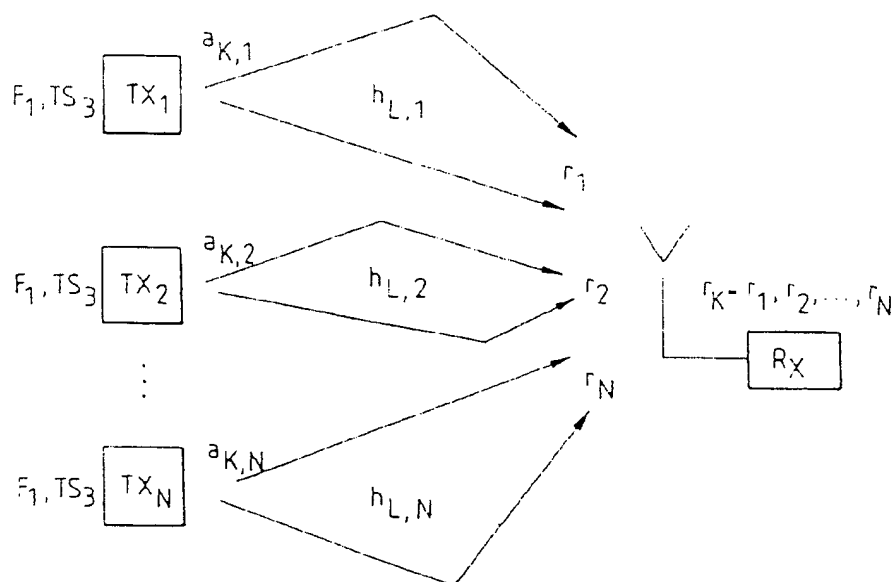


图 1A

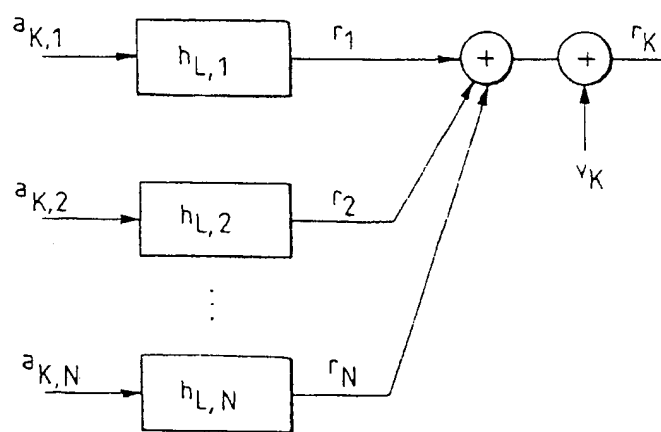


图 1B

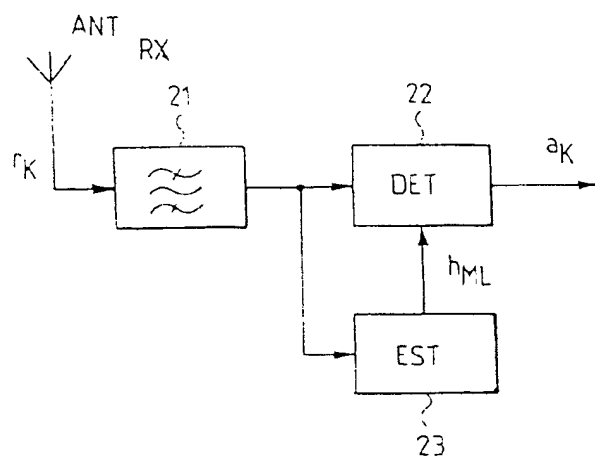
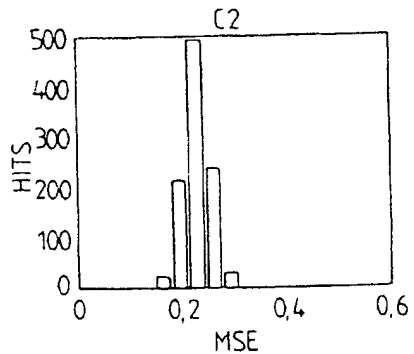
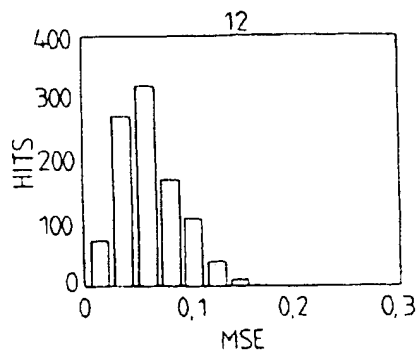
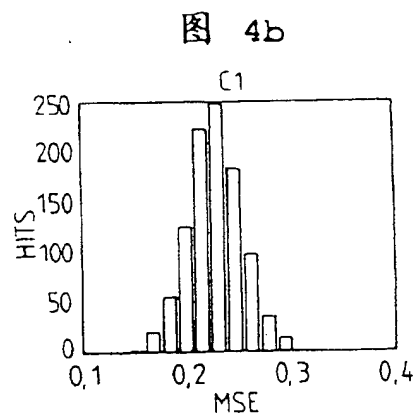
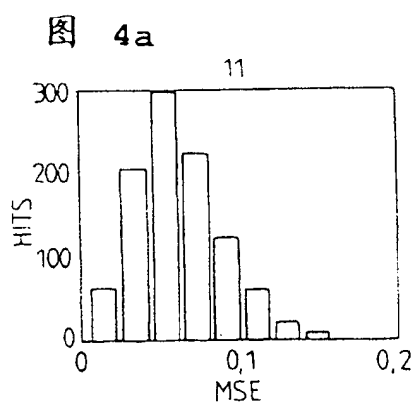


图 2



尾	信息	训练序列	信息	尾
3	58	26	58	3

图 3

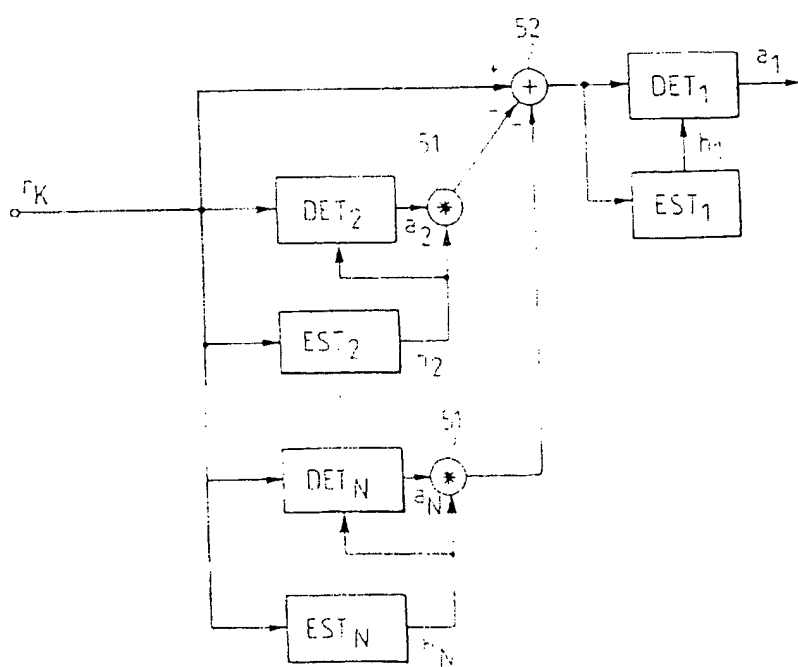


图 5